

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-033046

(43)Date of publication of application : 31.01.2003

(51)Int.Cl.

H02M 7/48
H01L 41/107
H02M 7/5387
H05B 41/24

(21)Application number : 2001-220258

(71)Applicant : TAIHEIYO CEMENT CORP

(22)Date of filing : 19.07.2001

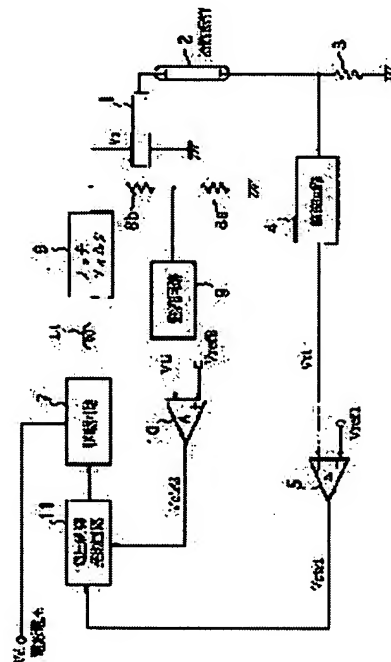
(72)Inventor : FUJIMURA TAKESHI
TOYAMA MASAOKI

(54) CONTROL CIRCUIT OF PIEZOELECTRIC TRANSFORMER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a control circuit of a piezoelectric transformer which can practice a stable step-up operation even if a waveform distortion is produced in an input voltage of a piezoelectric transformer by the adjustment of a duty ratio of an oscillation signal corresponding to a fluctuation of a DC power supply voltage.

SOLUTION: In a control circuit which generates an AC high voltage for driving a cold cathode tube 2, a notch filter 9 whose central frequency is twice a drive frequency of a piezoelectric transformer 1 is inserted in a line for applying an input voltage V_i to the piezoelectric transformer 1, and a distortion having a frequency component with the twice frequency and superposed upon the input voltage is eliminated by the notch filter. The control circuit drives a Rosen type laminated piezoelectric transformer by a half-bridge type drive circuit 6 with a $\lambda/2$ mode.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

*** NOTICES ***

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS**[Claim(s)]**

[Claim 1] Generate the alternating current high voltage based on the square wave electrical potential difference obtained by switching a DC-power-supply electrical potential difference based on an oscillation signal, and the alternating current high voltage is made into input voltage. While adjusting the frequency of said oscillation signal according to the result of having faced driving the piezoelectric transformer of the Rosen mold in the $\lambda/2$ mode, and having compared the input voltage with the 1st predetermined value It is the control circuit of the piezoelectric transformer which adjusts the duty ratio of said oscillation signal according to the result of having compared the load current and the 2nd predetermined value which flow to the cold cathode tube connected to said piezoelectric transformer. Equip with a notch filter Rhine which impresses said input voltage to said piezoelectric transformer, and it originates in duty ratio adjustment of said oscillation signal according to fluctuation of said DC-power-supply electrical potential difference. The control circuit of the piezoelectric transformer characterized by removing distortion of the voltage waveform generated in said input voltage by said notch filter.

[Claim 2] The control circuit of the piezoelectric transformer according to claim 1 characterized by removing distortion which has the frequency component of this 2 double wave that the center frequency of said notch filter superimposed on said input voltage by being set as 2 double wave of the drive frequency of said piezoelectric transformer.

[Claim 3] Generate the alternating current high voltage based on the square wave electrical potential difference obtained by switching a DC-power-supply electrical potential difference based on an oscillation signal, and the alternating current high voltage is made into input voltage. While adjusting the frequency of said oscillation signal according to the result of having faced driving the piezoelectric transformer of the Rosen mold in the $\lambda/2$ mode, and having compared the input voltage with the 1st predetermined value It is the control circuit of the piezoelectric transformer which adjusts the duty ratio of said oscillation signal according to the result of having compared the load current and the 2nd predetermined value which flow to the cold cathode tube connected to said piezoelectric transformer. Have a capacitor as a detection means to detect said load current, and it originates in duty ratio adjustment of said oscillation signal according to fluctuation of said DC-power-supply electrical potential difference. The control circuit of the piezoelectric transformer characterized by detecting said load current, without being influenced by distortion of the voltage waveform generated in the output voltage of said piezoelectric transformer.

[Claim 4] Generate the alternating current high voltage based on the square wave electrical potential difference obtained by switching a DC-power-supply electrical potential difference based on an oscillation signal, and the alternating current high voltage is made into input voltage. While adjusting the frequency of said oscillation signal according to the result of having faced driving the piezoelectric transformer of the Rosen mold in the $\lambda/2$ mode, and having compared the input voltage with the 1st predetermined value It is the control circuit of the piezoelectric transformer which adjusts the duty ratio of said oscillation signal according to the result of having compared the load current and the 2nd predetermined value which flow to the cold cathode tube connected to said piezoelectric transformer. Equip with a low pass filter the latter part of a detection means to detect said load current, and it originates in duty ratio adjustment of said oscillation signal according to fluctuation of said DC-power-supply electrical potential difference. The control circuit of the piezoelectric transformer characterized by removing distortion of the voltage waveform generated in the output voltage of said piezoelectric transformer with said low pass filter.

[Claim 5] Said piezoelectric transformer is the control circuit of the piezoelectric transformer according to claim 1 to 4 characterized by being the laminating mold piezoelectric transformer of the Rosen mold.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] Concerning the control circuit of a piezoelectric transformer, this invention is used for the driving gear of a cold cathode tube, and relates to the control circuit of a suitable piezoelectric transformer.

[0002]

[Description of the Prior Art] In recent years, the liquid crystal display is widely used for the easy note type personal computer of carrying as the display. The interior of this liquid crystal display is equipped with the cold cathode tube as the light source of the optical system which illuminates a liquid crystal display panel from a front face or a tooth back, and a piezoelectric transformer is spreading through the pressure-up inverter which makes that cold cathode tube turn on as a transformer for pressure ups.

[0003] As an example of the control circuit of such a piezoelectric transformer, the control circuit which can control the load current which flows at ***** and a cold cathode tube to change of the DC-power-supply electrical potential difference which drives the control circuit of a piezoelectric transformer to a predetermined value is indicated by Japanese Patent Application No. No. 260424 [nine to] by the applicant for this patent to precede. Here, it outlines about the control circuit.

[0004] Drawing 6 is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer which the applicant for this patent has proposed previously.

[0005] Loads, such as a cold cathode tube by which one was connected to the piezoelectric transformer among drawing, and 2 was connected to the output side of a piezoelectric transformer 1, The resistance for detection for 3 to detect the current which flows for a load, the rectifier circuit which changes into direct current voltage the alternating voltage which produced 4 in the resistance 3 for detection, The error amplifying circuit which 5 compares the output voltage (load current detection electrical potential difference) V_{ri} and reference voltage V_{ref1} of a rectifier circuit 4, and amplifies the difference, and 7 are the drive circuits of the bridge type (a half bridge, full bridge) which consists of two or more switching elements etc. L1 is a coil which shapes in waveform the voltage waveform of the shape of a square wave outputted from the drive circuit 7.

[0006] Moreover, they are detection resistance for 8a and 8b to detect the magnitude of the input voltage V_i of a piezoelectric transformer 1, the rectifier circuit which changes into direct current voltage the alternating voltage which produced 9 in resistance 8a for detection, and the error amplifying circuit which 10 compares the output voltage V_{ti} and reference voltage V_{ref2} of a rectifier circuit 9, and amplifies the difference.

[0007] And 11 is a frequency according to the output voltage of the error amplifying circuit 5, and is an armature-voltage control oscillator circuit which outputs the oscillation signal of the duty ratio according to the output voltage of the error amplifying circuit 10.

[0008] When change arises on the DC-power-supply electrical potential difference V_d according to the above-mentioned control circuit Since the operating state of the switching element of the drive circuit 7 interior can be changed according to the frequency and duty ratio of an oscillation signal of the shape of a square wave supplied to the drive circuit 7 being adjusted in the armature-voltage control oscillator circuit 11 The input voltage V_i which controls the load current to a predetermined value, and is impressed to a piezoelectric transformer 1 is controllable to a predetermined value.

[0009]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, in the above-mentioned conventional control circuit, the piezoelectric transformer of the Rosen mold is adopted as a piezoelectric transformer 1. Two switching elements (field-effect transistor (FET) etc.) and the drive circuit of the so-called half bridge type which performs switching operation by turns as a drive circuit 7 When it drove in the $\lambda/2$ mode and fluctuation arose in supply voltage V_d , it turned out that trouble may be caused to the control which holds the load current which flows to a cold cathode tube 2 to abbreviation regularity (predetermined value). Here, this problem is explained with reference to drawing 7.

[0010] Drawing 7 is drawing showing the input voltage V_i and output voltage V_o of a piezoelectric transformer 1 which originated in duty ratio adjustment of the oscillation signal according to the switching operation of the drive circuit 7 of the half bridge type in the control circuit shown in drawing 6, and fluctuation of supply voltage V_d , and waveform distortion produced.

[0011] The gate signal with which two or more kinds of waves shown in this drawing are supplied to the switching element of the drive circuit 7 top (high side side) from the armature-voltage control oscillator circuit 11 from a top, The gate signal

similarly supplied to a lower (low side side) switching element, The output voltage which the drive circuit 7 outputs according to those gate signals, the input voltage V_i of the piezoelectric transformer 1 based on the output voltage, The output voltage V_o which the piezoelectric transformer 1 driven with that input voltage V_i outputs to a list is shown, and control of the duty ratio in the armature-voltage control oscillator circuit 11 shows the case where only the switching element by the side of a high side has pulse width adjusted, in this example.

[0012] Here, the case where supply voltage V_d rises in the direction of + from a predetermined electrical potential difference according to a certain cause is considered. In this case, as shown in drawing 7, the gate signal of the switching element by the side of a high side changes with the control of a duty ratio performed in the armature-voltage control oscillator circuit 11 according to the degree of the power surge of supply voltage V_d from the pulse width shown in this drawing with a broken line to the narrow pulse width shown as a continuous line. Therefore, the output voltage of the shape of a square wave of the supply voltage V_d switched according to actuation of each switching element by the side of a high side and a low side also serves as a wave in which fluctuation of the pulse width of the switching element by the side of a high side was reflected.

[0013] The piezoelectric transformer 1 has the resonance characteristic and a pressure-up ratio and pressure-up effectiveness change according to drive frequency. Generally, in a piezoelectric transformer, by the starting resonance characteristic, even if the input voltage impressed from the exterior is sine wave-like not a wave configuration but the perverted wave configuration, the wave configuration of the output voltage of a piezoelectric transformer turns into the shape of a sine wave which was able to take the abbreviation balance.

[0014] However, Q (degree of the sharpness of the resonance characteristic) of the piezoelectric transformer 1 of the Rosen mold driven in the $\lambda/2$ mode is quite low as compared with the case in λ mode. For this reason, according to the pulse width in the gate signal of the switching element by the side of a high side becoming narrow, as a continuous line shows from the pulse width shown in drawing 7 with a broken line, distortion will arise in a voltage waveform, and according to this distortion, the same distortion as abbreviation will produce the alternating current high voltage (input voltage V_i of a piezoelectric transformer 1) which shapes in waveform the output voltage in which pulse width fluctuation of the switching element by the side of a high side was reflected with a coil L_1 , and is obtained also in the voltage waveform of the output voltage V_o of a piezoelectric transformer 1.

[0015] moreover, the load current (output current) which flows to a cold cathode tube 2 in the control circuit shown in drawing 6 -- abbreviation -- control held uniformly is performed based on the result of having detected the actual value of the load current. In this case, in the case of the circuitry of the half-wave rectification type of cost-[the circuitry adopted as a rectifier circuit 4] relation to a short form, the voltage component of the output voltage V_o detected by that rectifier circuit is a part near the peak of the voltage waveform which produced distortion as a continuous line showed to drawing 7. For this reason, if control is performed in the circuit shown in drawing 6 based on the actual value (effective current) of the voltage component detected in the rectifier circuit of the starting half-wave rectification type, the actual value detected will be detected as such a seemingly big value that the waveform distortion of output voltage V_o is intense.

[0016] therefore, the load current (output current) which the control circuit shown in drawing 6 originally has when the waveform distortion of output voltage V_o arises like the above -- abbreviation -- by the control function which it is going to hold uniformly, as a result, control which makes the load current small carries out, so that the waveform distortion of output voltage V_o is intense -- having -- original -- the load current (output current) -- abbreviation -- the lighting condition of the cold cathode tube 2 which should be turned on with the fixed and same brightness will become dark. That is, it turns out that fluctuation of the supply voltage V_d in the control circuit shown in drawing 6 causes trouble to the control which holds the load current which flows to a cold cathode tube 2 to abbreviation regularity (predetermined value).

[0017] In addition, why the brightness of a cold cathode tube 2 becomes dark like the above A rectifier circuit is a sake in the circuitry of the half-wave rectification type of the short form which detects wave-like forward near (+ side) magnitude. Temporarily, in the case of the circuitry of the half-wave rectification type of the short form which detects wave-like negative near (- side) magnitude, there is a problem that will become actuation opposite to the above-mentioned case, and the brightness of a cold cathode tube 2 will become bright.

[0018] Then, this invention aims at offer of the control circuit of the piezoelectric transformer which performs pressure-up actuation stabilized when it originated in duty ratio adjustment of the oscillation signal according to fluctuation of a DC-power-supply electrical potential difference and waveform distortion arose in the input voltage of a piezoelectric transformer.

[0019]

[Means for Solving the Problem] In order to attain the above-mentioned purpose, the control circuit of the piezoelectric transformer concerning this invention is characterized by the following configurations. This control circuit corresponds to the 1st operation gestalt (drawing 1) mentioned later, for example.

[0020] Namely, generate the alternating current high voltage based on the square wave electrical potential difference obtained by switching a DC-power-supply electrical potential difference based on an oscillation signal, and the alternating current high voltage is made into input voltage. While adjusting the frequency of said oscillation signal according to the result of having faced driving the piezoelectric transformer of the Rosen mold in the $\lambda/2$ mode, and having compared the input voltage with the 1st predetermined value It is the control circuit of the piezoelectric transformer which adjusts the duty ratio of said oscillation signal according to the result of having compared the load current and the 2nd predetermined value which flow to the cold cathode tube connected to said piezoelectric transformer. It is characterized by equipping with the notch filter Rhine which impresses said input voltage to said piezoelectric transformer, originating in duty ratio adjustment of said oscillation signal according to fluctuation of said DC-power-supply electrical potential difference, and removing distortion of the voltage waveform generated in said input voltage by said notch filter.

[0021] Preferably, it is good to remove distortion which has the frequency component of this 2 double wave superimposed on said input voltage by setting the center frequency of said notch filter as 2 double wave of the drive frequency of said piezoelectric transformer in the starting circuitry.

[0022] Moreover, the control circuit of the piezoelectric transformer equipped with other circuitry that this above-mentioned purpose should be attained is characterized by the following configurations. This control circuit corresponds to the 2nd operation gestalt (drawing 4) mentioned later, for example.

[0023] Namely, generate the alternating current high voltage based on the square wave electrical potential difference obtained by switching a DC-power-supply electrical potential difference based on an oscillation signal, and the alternating current high voltage is made into input voltage. While adjusting the frequency of said oscillation signal according to the result of having faced driving the piezoelectric transformer of the Rosen mold in the $\lambda/2$ mode, and having compared the input voltage with the 1st predetermined value It is the control circuit of the piezoelectric transformer which adjusts the duty ratio of said oscillation signal according to the result of having compared the load current and the 2nd predetermined value which flow to the cold cathode tube connected to said piezoelectric transformer. Without being influenced by distortion of the voltage waveform which is equipped with the capacitor as a detection means to detect said load current, originated in duty ratio adjustment of said oscillation signal according to fluctuation of said DC-power-supply electrical potential difference, and was generated in the output voltage of said piezoelectric transformer It is characterized by detecting said load current.

[0024] Or the control circuit of the piezoelectric transformer equipped with other circuitry that this above-mentioned purpose should be attained is characterized by the following configurations. This control circuit corresponds to the 3rd operation gestalt (drawing 5) mentioned later, for example.

[0025] Namely, generate the alternating current high voltage based on the square wave electrical potential difference obtained by switching a DC-power-supply electrical potential difference based on an oscillation signal, and the alternating current high voltage is made into input voltage. While adjusting the frequency of said oscillation signal according to the result of having faced driving the piezoelectric transformer of the Rosen mold in the $\lambda/2$ mode, and having compared the input voltage with the 1st predetermined value It is the control circuit of the piezoelectric transformer which adjusts the duty ratio of said oscillation signal according to the result of having compared the load current and the 2nd predetermined value which flow to the cold cathode tube connected to said piezoelectric transformer. Equip with the low pass filter the latter part of a detection means to detect said load current, and it originates in duty ratio adjustment of said oscillation signal according to fluctuation of said DC-power-supply electrical potential difference. It is characterized by removing distortion of the voltage waveform generated in the output voltage of said piezoelectric transformer with said low pass filter.

[0026] In addition, also in which the above-mentioned circuitry, it adopts the laminating mold piezoelectric transformer of the Rosen mold as said piezoelectric transformer and is suitable.

[0027]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, the operation gestalt of the control circuit of the piezoelectric transformer concerning this invention is explained with reference to a drawing.

[0028] [Operation gestalt of ** 1st] drawing 1 is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer in the 1st operation gestalt.

[0029] Although the control circuit mentioned above is based on the control circuit explained with reference to drawing 6, and the overlapping explanation is omitted since it is the same about the fundamental drive approach of a piezoelectric transformer 1. As a piezoelectric transformer 1, it is the so-called Rosen type of piezoelectric transformer component. And adopt as the interior of the primary side the piezoelectric transformer component of the laminating mold with which the internal electrode of two or more sheets is calcinated, and, in addition to the circuitry shown in drawing 6, it sets to Rhine which impresses input voltage V_i to the piezoelectric transformer 1. It is characterized by having a notch filter 9 between one terminal of a coil L_1 , and one input electrode of a piezoelectric transformer 1. For this reason, in the following explanation, the control action attained by this device is explained as a core.

[0030] In this operation gestalt, the control circuit shown in drawing 1 is the resonance frequency whose drive frequency f_d is 100kHz of abbreviation, and is driven in the $\lambda/2$ mode.

[0031] Drawing 2 is the drive circuit 7, a coil L_1 , and drawing that extracted the circuitry of a notch filter 9 in the list among the control circuits of the piezoelectric transformer shown in drawing 1.

[0032] It is the oscillation signal f_{osc} with which the drive circuit 7 is outputted from the armature-voltage control oscillator circuit 11 in this drawing. It is the drive circuit of the half bridge type with which the switching elements 7a and 7b, such as FET (field-effect transistor), perform switching operation by turns according to a frequency f , and since the actuation of this drive circuit itself is common current, the detailed explanation in this operation gestalt is omitted.

[0033] In Rhine where a notch filter 9 impresses input voltage V_i to the laminating mold piezoelectric transformer 1 of the Rosen mold, parallel connection of the coil L_2 and capacitor C_1 by which the series connection was carried out is carried out to the reference potential (GND) of the control circuit concerned.

[0034] In this operation gestalt the inductance capacity of a coil L_2 , and the electrostatic capacity of a capacitor C_1 Relation is satisfied. matching takes in order to start series resonance -- having -- **** -- $1/(4\pi^2 f_0^2 L_2)$ of C -- In the frequency characteristics of the notch filter 9 which shows an axis of ordinate to drawing 3 made into the absolute value of the synthetic impedance Z of a coil L_2 and a capacitor C_1 , the center frequency f_0 is set as 2 double wave ($f_0 = 2f_d \approx 200\text{kHz}$) of the drive frequency f_d of a piezoelectric transformer 1.

[0035] The coil L_1 which shapes in waveform the high voltage of the shape of a square wave outputted from the drive circuit 7, and a coil L_2 have the size relation (L [as opposed to / For example, $L / 1 = 4.7$ microhenries] about $2 = 47$ microhenries) it is unrelated $L_1 < L_2$.

[0036] moreover, matching with the electrostatic capacity C of the primary side field of a piezoelectric transformer 1 takes the inductance capacity of a coil L_1 that pressure-up actuation with the sufficient effectiveness by the piezoelectric transformer 1 should be realized -- having -- **** -- $L_1 \approx 1/(8\pi^2 f_d^2 C)$ thru/or $1/(4\pi^2 f_d^2 C)$ -- relation is satisfied.

[0037] It originates in duty ratio adjustment of the oscillation signal by the armature-voltage control oscillator circuit 11 according to fluctuation of the supply voltage V_d explained in the control circuit of this starting operation gestalt by "Object of the Invention" mentioned above. When distortion which has the frequency component of 2 double wave of drive frequency f_d is overlapped on the input voltage V_i of a piezoelectric transformer 1, the distortion Since it is efficiently absorbed in the notch filter 9 of center frequency $2f_d$, the control circuit which can impress the alternating current high voltage after distortion was removed to a piezoelectric transformer 1, and is shown in drawing 1 The control action which holds the load current which flows to a cold cathode tube 2 to abbreviation regularity (predetermined value) like the case where waveform distortion has not arisen, and abbreviation is continuable.

[0038] That is, according to this operation gestalt mentioned above, pressure-up actuation stabilized when it originated in duty ratio adjustment of the oscillation signal according to fluctuation of a DC-power-supply electrical potential difference and waveform distortion arose in the input voltage of a piezoelectric transformer can be performed.

[0039] [Operation gestalt of ** 2nd] drawing 4 is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer in the 2nd operation gestalt.

[0040] The control circuit mentioned above is based on the control circuit explained with reference to drawing 6, and although the overlapping explanation is omitted since it is the same about the fundamental drive approach of a piezoelectric transformer 1, with this operation gestalt, the capacitor 13 which detects the load current is connected instead of the resistance 3 for detection which detects the load current shown in drawing 6. For this reason, in the following explanation, the control action attained by this device is explained as a core.

[0041] In this operation gestalt, the control circuit shown in drawing 4 is the resonance frequency whose drive frequency f_d is 100kHz of abbreviation, and is the $\lambda/2$ mode, and drives the laminating mold piezoelectric transformer 1 of the

Rosen mold. Moreover, the drive circuit 7 is a drive circuit of the half bridge type with which switching elements 7a and 7b perform switching operation by turns like the 1st operation gestalt.

[0042] It originates in duty ratio adjustment of the oscillation signal by the armature-voltage control oscillator circuit 11 according to fluctuation of the supply voltage V_d explained in the control circuit of this starting operation gestalt by "Object of the Invention" mentioned above. When distortion arises in the input voltage V_i of a piezoelectric transformer 1, the place where waveform distortion occurs also in output voltage V_o according to the distortion with this operation gestalt. Since the capacitor 13 is formed as shown in drawing 4, the waveform distortion superimposed as a high frequency component of the output voltage V_o is not detected in the rectifier circuit 4 of a half-wave rectification type in this operation gestalt, but, as for the rectifier circuit concerned, only the fundamental-wave component of output voltage V_o is detected.

[0043] Therefore, since a rectifier circuit 4 does not need to be influenced by the output voltage V_o influenced of the waveform distortion even if it is the case where distortion arises in the input voltage V_i of a piezoelectric transformer 1, the control circuit shown in drawing 4 can continue the control action which holds the load current which flows to a cold cathode tube 2 to abbreviation regularity (predetermined value) like the case where the starting waveform distortion has not arisen, and abbreviation, based on the fundamental-wave component of the output voltage V_o of a piezoelectric transformer 1.

[0044] That is, according to this operation gestalt mentioned above, pressure-up actuation stabilized when it originated in duty ratio adjustment of the oscillation signal according to fluctuation of a DC-power-supply electrical potential difference and waveform distortion arose in the input voltage of a piezoelectric transformer can be performed.

[0045] [Operation gestalt of ** 3rd] drawing 5 is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer in the 3rd operation gestalt.

[0046] The control circuit mentioned above is based on the control circuit explained with reference to drawing 6, and although the overlapping explanation is omitted since it is the same about the fundamental drive approach of a piezoelectric transformer 1, in addition to the circuitry shown in drawing 6, the low pass filter (LPF) is connected between a rectifier circuit 4 and the error amplifier 5. For this reason, in the following explanation, the control action attained by this device is explained as a core.

[0047] In this operation gestalt, the control circuit shown in drawing 4 is the resonance frequency whose drive frequency f_d is 100kHz of abbreviation, and is the $\lambda/2$ mode, and drives the laminating mold piezoelectric transformer 1 of the Rosen mold. Moreover, the drive circuit 7 is a drive circuit of the half bridge type with which switching elements 7a and 7b perform switching operation by turns like the 1st operation gestalt.

[0048] It originates in duty ratio adjustment of the oscillation signal by the armature-voltage control oscillator circuit 11 according to fluctuation of the supply voltage V_d explained in the control circuit of this starting operation gestalt by "Object of the Invention" mentioned above. When distortion arises in the input voltage V_i of a piezoelectric transformer 1, the waveform distortion which waveform distortion generates also in output voltage V_o according to the distortion, and is superimposed as a high frequency component of the output voltage V_o . Unlike the case of the 2nd operation gestalt mentioned above, it will be detected by the resistance 3 for detection like the conventional technique shown in drawing 6. However, with this operation gestalt, as shown in drawing 5, LPF14 is formed, and the distortion component (harmonic content) contained in the detection electrical potential difference is removed by giving LPF14 to the electrical potential difference detected by the resistance 3 for detection.

[0049] Therefore, since a rectifier circuit 4 can rectify the electrical potential difference which does not contain the starting distortion component, it can compare the fundamental-wave component of the detection electrical potential difference concerned with reference voltage V_{ref1} as a load current detection electrical potential difference V_{ri} which expresses the magnitude of the output current (load current) with the error amplifier 5.

[0050] namely, when distortion arises in the input voltage V_i of a piezoelectric transformer 1, the control circuit shown in drawing 5. Although the effect of output voltage V_o influenced of the waveform distortion is received in the detection electrical potential difference produced in the resistance 3 for detection, a wave-like distortion produced on the built detection electrical potential difference. Since it is removed in LPF14, the control action which holds the load current which flows to a cold cathode tube 2 to abbreviation regularity (predetermined value) like the case where waveform distortion has not arisen in input voltage V_i , and abbreviation, based on the fundamental-wave component of the output voltage V_o of a piezoelectric transformer 1 is continuable.

[0051] Thus, according to this operation gestalt mentioned above, pressure-up actuation stabilized when it originated in duty

ratio adjustment of the oscillation signal according to fluctuation of a DC-power-supply electrical potential difference and waveform distortion arose in the input voltage of a piezoelectric transformer can be performed.

[0052] In addition, although each operation gestalt mentioned above explained as that whose rectifier circuit 4 is a rectifier circuit of a half-wave rectification type, the same effectiveness can be acquired also when the rectifier circuit of a full-wave-rectification type is applied.

[0053]

[Effect of the Invention] According to this invention explained above, offer of the control circuit of the piezoelectric transformer which performs pressure-up actuation stabilized when it originated in duty ratio adjustment of the oscillation signal according to fluctuation of a DC-power-supply electrical potential difference and waveform distortion arose in the input voltage of a piezoelectric transformer is realized.

[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-33046

(P2003-33046A)

(43) 公開日 平成15年1月31日 (2003.1.31)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード [*] (参考)
H 0 2 M 7/48		H 0 2 M 7/48	P 3 K 0 7 2
			E 5 H 0 0 7
H 0 1 L 41/107		7/5387	A
H 0 2 M 7/5387		H 0 5 B 41/24	L
H 0 5 B 41/24			Z
審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 8 頁) 最終頁に続く			

(21) 出願番号 特願2001-220258 (P2001-220258)

(22) 出願日 平成13年7月19日 (2001.7.19)

(71) 出願人 000000240

太平洋セメント株式会社

東京都千代田区西神田三丁目8番1号

(72) 発明者 藤村 健

千葉県佐倉市大作2-4-2 太平洋セメント株式会社内

(72) 発明者 外山 正明

千葉県佐倉市大作2-4-2 太平洋セメント株式会社内

(74) 代理人 100076428

弁理士 大塚 康徳 (外3名)

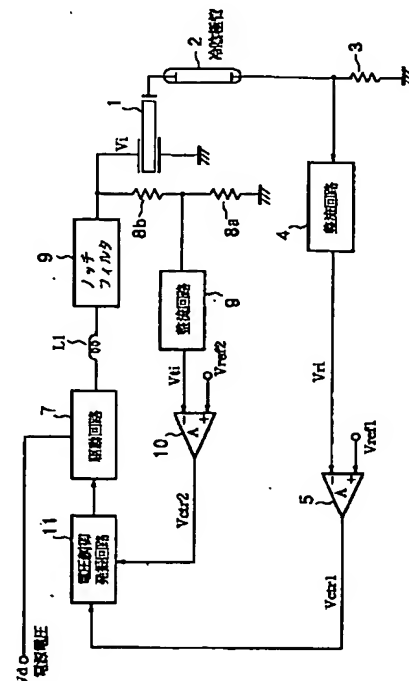
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 圧電トランスの制御回路

(57) 【要約】

【課題】 直流電源電圧の変動に応じた発振信号のデューティ比調整に起因して、圧電トランスの入力電圧に波形歪みが生じた場合においても安定した昇圧動作を行なう圧電トランスの制御回路の提供。

【解決手段】 冷陰極管2を駆動する交流高電圧を発生する制御回路において、圧電トランス1に入力電圧 V_i を印加するラインには、中心周波数が圧電トランス1の駆動周波数の2倍波に設定されているノッチフィルタ9が設けられており、そのノッチフィルタにより、入力電圧 V_i に重畳した当該2倍波の周波数成分を有する歪みを除去する。この制御回路は、ローゼン型の積層型圧電トランスを、ハーフブリッジ型の駆動回路6により、 $\lambda/2$ モードで駆動する制御回路である。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 発振信号に基づいて直流電源電圧をスイッチングすることにより得られる矩形波電圧を基に交流高電圧を生成し、その交流高電圧を入力電圧として、ローゼン型の圧電トランスを入／2 モードで駆動するに際して、その入力電圧と第 1 の所定値とを比較した結果に応じて前記発振信号の周波数を調整すると共に、前記圧電トランスに接続された冷陰極管に流れる負荷電流と第 2 の所定値とを比較した結果に応じて前記発振信号のデューティ比を調整する圧電トランスの制御回路であって、

前記圧電トランスに前記入力電圧を印加するラインにノッチフィルタを備え、
前記直流電源電圧の変動に応じた前記発振信号のデューティ比調整に起因して、前記入力電圧に発生した電圧波形の歪みを、前記ノッチフィルタによって除去することを特徴とする圧電トランスの制御回路。

【請求項 2】 前記ノッチフィルタの中心周波数が、前記圧電トランスの駆動周波数の 2 倍波に設定されていることにより、前記入力電圧に重畳した該 2 倍波の周波数成分を有する歪みを除去することを特徴とする請求項 1 記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項 3】 発振信号に基づいて直流電源電圧をスイッチングすることにより得られる矩形波電圧を基に交流高電圧を生成し、その交流高電圧を入力電圧として、ローゼン型の圧電トランスを入／2 モードで駆動するに際して、その入力電圧と第 1 の所定値とを比較した結果に応じて前記発振信号の周波数を調整すると共に、前記圧電トランスに接続された冷陰極管に流れる負荷電流と第 2 の所定値とを比較した結果に応じて前記発振信号のデューティ比を調整する圧電トランスの制御回路であって、

前記負荷電流を検出する検出手段としてコンデンサを備え、
前記直流電源電圧の変動に応じた前記発振信号のデューティ比調整に起因して、前記圧電トランスの出力電圧に発生した電圧波形の歪みによる影響を受けることなく、前記負荷電流を検出することを特徴とする圧電トランスの制御回路。

【請求項 4】 発振信号に基づいて直流電源電圧をスイッチングすることにより得られる矩形波電圧を基に交流高電圧を生成し、その交流高電圧を入力電圧として、ローゼン型の圧電トランスを入／2 モードで駆動するに際して、その入力電圧と第 1 の所定値とを比較した結果に応じて前記発振信号の周波数を調整すると共に、前記圧電トランスに接続された冷陰極管に流れる負荷電流と第 2 の所定値とを比較した結果に応じて前記発振信号のデューティ比を調整する圧電トランスの制御回路であって、

前記負荷電流を検出する検出手段の後段にローパスフィ

ルタを備え、

前記直流電源電圧の変動に応じた前記発振信号のデューティ比調整に起因して、前記圧電トランスの出力電圧に発生した電圧波形の歪みを、前記ローパスフィルタによって除去することを特徴とする圧電トランスの制御回路。

【請求項 5】 前記圧電トランスは、ローゼン型の積層型圧電トランスであることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 4 記載の圧電トランスの制御回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、圧電トランスの制御回路に関し、例えば、冷陰極管の駆動装置に使用して好適な圧電トランスの制御回路に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、持ち運びの容易なノート型パーソナルコンピュータ等には、その表示装置として液晶表示器が広く用いられている。この液晶表示装置の内部には、液晶表示パネルを前面または背面から照明する光学系の光源として、冷陰極管が備えられており、その冷陰極管を点灯させる昇圧インバータには、昇圧用トランスとして、圧電トランスが普及しつつある。

【0003】このような圧電トランスの制御回路の一例として、本願出願人による先行する特願平 9-260424 号には、圧電トランスの制御回路を駆動する直流電源電圧の変化に関らず、冷陰極管に流れる負荷電流を所定値に制御することができる制御回路が開示されている。ここで、その制御回路について概説する。

【0004】図 6 は、本願出願人が先に提案している圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

【0005】図中、1 は圧電トランス、2 は圧電トランス 1 の出力側に接続された冷陰極管等の負荷、3 は負荷に流れる電流を検出するための検出用抵抗、4 は検出用抵抗 3 に生じた交流電圧を直流電圧に変換する整流回路、5 は整流回路 4 の出力電圧（負荷電流検出電圧） V_{ri} と基準電圧 V_{ref1} とを比較してその差を増幅する誤差増幅回路、7 は複数のスイッチング素子等からなるブリッジ型（ハーフブリッジ、フルブリッジ）の駆動回路である。L1 は、駆動回路 7 から出力される矩形波状の電圧波形を波形整形するコイルである。

【0006】また、8a、8b は圧電トランス 1 の入力電圧 V_i の大きさを検出するための検出抵抗、9 は検出用抵抗 8a に生じた交流電圧を直流電圧に変換する整流回路、10 は整流回路 9 の出力電圧 V_{ti} と基準電圧 V_{ref2} とを比較してその差を増幅する誤差増幅回路である。

【0007】そして、11 は誤差増幅回路 5 の出力電圧に応じた周波数で、且つ誤差増幅回路 10 の出力電圧に応じたデューティ比の発振信号を出力する電圧制御発振回路である。

【0008】上記の制御回路によれば、直流電源電圧 V

dに変化が生じた場合には、電圧制御発振回路11において、駆動回路7に供給される矩形波状の発振信号の周波数とデューティ比とが調整されるのに応じて、駆動回路7内部のスイッチング素子の動作状態を変化させることができるので、負荷電流を所定値に制御し、且つ圧電トランス1に印加される入力電圧 V_i を所定値に制御することができる。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来の制御回路において、圧電トランス1としてローゼン型の圧電トランスを採用し、且つ駆動回路7として2つのスイッチング素子（電界効果トランジスタ（FET）等）が交互にスイッチング動作を行なう所謂ハーフブリッジ型の駆動回路を、 $\lambda/2$ モードにて駆動した場合には、電源電圧 V_d に変動が生じると、冷陰極管2に流れる負荷電流を略一定（所定値）に保持する制御に支障をきたす場合があることが判った。ここで、この問題について図7を参照して説明する。

【0010】図7は、図6に示す制御回路におけるハーフブリッジ型の駆動回路7のスイッチング動作と、電源電圧 V_d の変動に応じた発振信号のデューティ比調整に起因して波形歪みが生じた圧電トランス1の入力電圧 V_i 及び出力電圧 V_o とを示す図である。

【0011】同図に示す複数種類の波形は、上から、電圧制御発振回路11から駆動回路7の上側（ハイサイド側）のスイッチング素子に供給されるゲート信号、同じく下側（ローサイド側）のスイッチング素子に供給されるゲート信号、それらのゲート信号に従って駆動回路7が出力する出力電圧、その出力電圧を基にする圧電トランス1の入力電圧 V_i 、並びにその入力電圧 V_i によって駆動された圧電トランス1が出力する出力電圧 V_o を示しており、この例では、電圧制御発振回路11におけるデューティ比の制御により、ハイサイド側のスイッチング素子だけがパルス幅を調整される場合を示している。

【0012】ここで、何等かの原因によって電源電圧 V_d が所定電圧から+方向に上昇した場合を考える。この場合、図7に示すように、ハイサイド側のスイッチング素子のゲート信号は、電源電圧 V_d の電圧上昇の度合いに応じて電圧制御発振回路11にて行われるデューティ比の制御により、同図に破線で示すパルス幅から実線で示す狭いパルス幅に変化する。従って、ハイサイド側及びローサイド側の各スイッチング素子の動作に従ってスイッチングされる電源電圧 V_d の矩形波状の出力電圧も、ハイサイド側のスイッチング素子のパルス幅の変動が反映された波形となる。

【0013】圧電トランス1は共振特性を有しており、駆動周波数に応じて昇圧比や昇圧効率が変化する。一般に、圧電トランスにおいては、係る共振特性により、外部より印加される入力電圧が正弦波状の波形形状ではな

く歪んだ波形形状であっても、圧電トランスの出力電圧の波形形状は略均整の採れた正弦波状となる。

【0014】しかしながら、 $\lambda/2$ モードにて駆動したローゼン型の圧電トランス1のQ（共振特性の鋭さの度合い）は、 λ モードの場合と比較してかなり低い。このため、ハイサイド側のスイッチング素子のパルス幅変動が反映された出力電圧をコイルL1にて波形整形して得られる交流高電圧（圧電トランス1の入力電圧 V_i ）

は、ハイサイド側のスイッチング素子のゲート信号におけるパルス幅が狭くなるのに応じて、図7に破線で示すパルス幅から実線で示すように電圧波形に歪みが生じてしまい、この歪みに応じて、圧電トランス1の出力電圧 V_o の電圧波形にも略同様な歪みが生じてしまう。

【0015】また、図6に示す制御回路において、冷陰極管2に流れる負荷電流（出力電流）を略一定に保持する制御は、その負荷電流の実効値を検出した結果に基づいて行なわれている。この場合、整流回路4に採用される回路構成が、コスト的な関係から簡易型の半波整流式の回路構成の場合、その整流回路によって検出される出力電圧 V_o の電圧成分は、図7に実線で示す如く歪みを生じた電圧波形のピーク近傍の部分である。このため、係る半波整流式の整流回路において検出された電圧成分の実効値（実効電流）に基づいて図6に示す回路において制御が行われると、検出される実効値は、出力電圧 V_o の波形歪みが激しいほど見かけ上大きな値として検出されてしまう。

【0016】従って、上記の如く出力電圧 V_o の波形歪みが生じた場合には、図6に示す制御回路が本来有する負荷電流（出力電流）を略一定に保持しようとする制御機能により、結果として、出力電圧 V_o の波形歪みが激しいほど負荷電流を小さくするような制御が行われてしまい、本来は負荷電流（出力電流）が略一定で同じ明るさで点灯すべき冷陰極管2の点灯状態が、暗くなってしまう。即ち、図6に示す制御回路における電源電圧 V_d の変動は、冷陰極管2に流れる負荷電流を略一定（所定値）に保持する制御に支障をきたすことが判る。

【0017】尚、上記の如く冷陰極管2の明るさが暗くなってしまう理由は、整流回路が波形の正の側（+側）の大きさを検出する簡易型の半波整流式の回路構成のためであり、仮に、波形の負の側（-側）の大きさを検出する簡易型の半波整流式の回路構成の場合は、上記の場合とは反対の動作となり、冷陰極管2の明るさが明るくなってしまうという問題がある。

【0018】そこで本発明は、直流電源電圧の変動に応じた発振信号のデューティ比調整に起因して、圧電トランスの入力電圧に波形歪みが生じた場合においても安定した昇圧動作を行なう圧電トランスの制御回路の提供を目的とする。

【0019】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するた

め、本発明に係る圧電トランスの制御回路は、以下の構成を特徴とする。この制御回路は、例えば、後述する第1の実施形態(図1)に対応する。

【0020】即ち、発振信号に基づいて直流電源電圧をスイッチングすることにより得られる矩形波電圧を基に交流高電圧を生成し、その交流高電圧を入力電圧として、ローゼン型の圧電トランスを入/2モードで駆動するに際して、その入力電圧と第1の所定値とを比較した結果に応じて前記発振信号の周波数を調整すると共に、前記圧電トランスに接続された冷陰極管に流れる負荷電流と第2の所定値とを比較した結果に応じて前記発振信号のデューティ比を調整する圧電トランスの制御回路であって、前記圧電トランスに前記入力電圧を印加するラインにノッチフィルタを備えており、前記直流電源電圧の変動に応じた前記発振信号のデューティ比調整に起因して、前記入力電圧に発生した電圧波形の歪みを、前記ノッチフィルタによって除去することを特徴とする。

【0021】好ましくは、係る回路構成において、前記ノッチフィルタの中心周波数を、前記圧電トランスの駆動周波数の2倍波に設定することにより、前記入力電圧に重畳した該2倍波の周波数成分を有する歪みを除去すると良い。

【0022】また、上記の同目的を達成すべく他の回路構成を備える圧電トランスの制御回路は、以下の構成を特徴とする。この制御回路は、例えば、後述する第2の実施形態(図4)に対応する。

【0023】即ち、発振信号に基づいて直流電源電圧をスイッチングすることにより得られる矩形波電圧を基に交流高電圧を生成し、その交流高電圧を入力電圧として、ローゼン型の圧電トランスを入/2モードで駆動するに際して、その入力電圧と第1の所定値とを比較した結果に応じて前記発振信号の周波数を調整すると共に、前記圧電トランスに接続された冷陰極管に流れる負荷電流と第2の所定値とを比較した結果に応じて前記発振信号のデューティ比を調整する圧電トランスの制御回路であって、前記負荷電流を検出する検出手段としてコンデンサを備えており、前記直流電源電圧の変動に応じた前記発振信号のデューティ比調整に起因して前記圧電トランスの出力電圧に発生した電圧波形の歪みによる影響を受けることなく、前記負荷電流を検出することを特徴とする。

【0024】或いは、上記の同目的を達成すべく他の回路構成を備える圧電トランスの制御回路は、以下の構成を特徴とする。この制御回路は、例えば、後述する第3の実施形態(図5)に対応する。

【0025】即ち、発振信号に基づいて直流電源電圧をスイッチングすることにより得られる矩形波電圧を基に交流高電圧を生成し、その交流高電圧を入力電圧として、ローゼン型の圧電トランスを入/2モードで駆動するに際して、その入力電圧と第1の所定値とを比較した

結果に応じて前記発振信号の周波数を調整すると共に、前記圧電トランスに接続された冷陰極管に流れる負荷電流と第2の所定値とを比較した結果に応じて前記発振信号のデューティ比を調整する圧電トランスの制御回路であって、前記負荷電流を検出する検出手段の後段にローパスフィルタを備えており、前記直流電源電圧の変動に応じた前記発振信号のデューティ比調整に起因して、前記圧電トランスの出力電圧に発生した電圧波形の歪みを、前記ローパスフィルタによって除去することを特徴とする。

【0026】尚、上記の何れの回路構成においても、ローゼン型の積層型圧電トランスを前記圧電トランスとして採用して好適である。

【0027】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係る圧電トランスの制御回路の実施形態を、図面を参照して説明する。

【0028】[第1の実施形態]図1は、第1の実施形態における圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

【0029】上述した制御回路は、図6を参照して説明した制御回路を基本としており、圧電トランス1の基本的な駆動方法については同様であるため、重複する説明は省略するが、圧電トランス1として、所謂ローゼン型の圧電トランス素子であって、且つその1次側の内部に、複数枚の内部電極が焼成されている積層型の圧電トランス素子を採用し、図6に示す回路構成に加えて、その圧電トランス1に入力電圧 V_i を印加するラインにおいて、コイルL1の一方の端子と、圧電トランス1の一方の入力電極との間に、ノッチフィルタ9を備えることを特徴としている。このため、以下の説明においては、このデバイスによって達成される制御動作を中心として説明する。

【0030】本実施形態において、図1に示す制御回路は、駆動周波数 f_d が略100kHzの共振周波数で、且つ入/2モードで駆動される。

【0031】図2は、図1に示す圧電トランスの制御回路のうち、駆動回路7、コイルL1、並びにノッチフィルタ9の回路構成を抜粋した図である。

【0032】同図において、駆動回路7は、電圧制御発振回路11から出力される発振信号 f_{osc} の周波数 f に応じて、FET(電界効果トランジスタ)等のスイッチング素子7a、7bが交互にスイッチング動作を行なうハーフブリッジ型の駆動回路であり、この駆動回路の動作自体は現在では一般的なため、本実施形態における詳細な説明は省略する。

【0033】ノッチフィルタ9は、ローゼン型の積層型圧電トランス1に入力電圧 V_i を印加するラインにおいて、直列接続されたコイルL2とコンデンサC1とが、当該制御回路の基準電位(GND)に対して並列接続されている。

【0034】本実施形態において、コイルL2のインダクタンス容量とコンデンサC1の静電容量とは、直列共振を起こすべくマッチングが採られており、 $C1 \approx 1 / (4\pi^2 f_o^2 L2)$ なる関係を満足しており、縦軸をコイルL2とコンデンサC1との合成インピーダンスZの絶対値とする図3に示すノッチフィルタ9の周波数特性において、その中心周波数foは、圧電トランス1の駆動周波数fdの2倍波($f_o = 2fd \approx 200kHz$)に設定されている。

【0035】駆動回路7から出力される矩形波状の高電圧を波形整形するコイルL1と、コイルL2とは、 $L1 < L2$ なる大小関係(例えば $L1 = 4.7\mu H$ に対して $L2 = 47\mu H$ 程度)がある。

【0036】また、コイルL1のインダクタンス容量は、圧電トランス1による効率の良い昇圧動作を実現すべく、圧電トランス1の1次側領域の静電容量Cとのマッチングが採られており、 $L1 \approx 1 / (8\pi^2 fd^2 C)$ 乃至 $1 / (4\pi^2 fd^2 C)$ なる関係を満足する。

【0037】係る本実施形態の制御回路において、上述した「発明が解決しようとする課題」にて説明した電源電圧Vdの変動に応じた電圧制御発振回路11による発振信号のデューティ比調整に起因して、圧電トランス1の入力電圧Viに、駆動周波数fdの2倍波の周波数成分を有する歪みが重畳した場合、その歪みは、中心周波数2fdのノッチフィルタ9において効率良く吸収されるので、歪みが除去された後の交流高電圧を圧電トランス1に印加することができ、図1に示す制御回路は、波形歪みが生じていない場合と略同様に、冷陰極管2に流れる負荷電流を略一定(所定値)に保持する制御動作を継続することができる。

【0038】即ち、上述した本実施形態によれば、直流電源電圧の変動に応じた発振信号のデューティ比調整に起因して、圧電トランスの入力電圧に波形歪みが生じた場合においても安定した昇圧動作を行なうことができる。

【0039】[第2の実施形態] 図4は、第2の実施形態における圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

【0040】上述した制御回路は、図6を参照して説明した制御回路を基本としており、圧電トランス1の基本的な駆動方法については同様であるため、重複する説明は省略するが、図6に示す負荷電流を検出する検出用抵抗3の代わりに、本実施形態では、負荷電流を検出するコンデンサ13が接続されている。このため、以下の説明においては、このデバイスによって達成される制御動作を中心として説明する。

【0041】本実施形態において、図4に示す制御回路は、駆動周波数fdが略100kHzの共振周波数で、且つ $\lambda/2$ モードで、ローゼン型の積層型圧電トランス

1を駆動する。また、駆動回路7は、第1の実施形態と同様にスイッチング素子7a、7bが交互にスイッチング動作を行なうハーフブリッジ型の駆動回路である。

【0042】係る本実施形態の制御回路において、上述した「発明が解決しようとする課題」にて説明した電源電圧Vdの変動に応じた電圧制御発振回路11による発振信号のデューティ比調整に起因して、圧電トランス1の入力電圧Viに歪みが生じた場合、その歪みに応じて出力電圧Voにも波形歪みが発生するところ、本実施形態では、図4に示すようにコンデンサ13が設けられているため、その出力電圧Voの高周波成分として重畳している波形歪みは、本実施形態において半波整流式の整流回路4においては検出されず、当該整流回路は、出力電圧Voの基本波成分だけを検出する。

【0043】従って、図4に示す制御回路は、圧電トランス1の入力電圧Viに歪みが生じた場合であっても、その波形歪みの影響を受けた出力電圧Voによる影響を、整流回路4が受けずに済むため、係る波形歪みが生じていない場合と略同様に、圧電トランス1の出力電圧Voの基本波成分に基づいて、冷陰極管2に流れる負荷電流を略一定(所定値)に保持する制御動作を継続することができる。

【0044】即ち、上述した本実施形態によれば、直流電源電圧の変動に応じた発振信号のデューティ比調整に起因して、圧電トランスの入力電圧に波形歪みが生じた場合においても安定した昇圧動作を行なうことができる。

【0045】[第3の実施形態] 図5は、第3の実施形態における圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

【0046】上述した制御回路は、図6を参照して説明した制御回路を基本としており、圧電トランス1の基本的な駆動方法については同様であるため、重複する説明は省略するが、図6に示す回路構成に加えて、整流回路4と誤差増幅器5の間に、ローパスフィルタ(LPF)が接続されている。このため、以下の説明においては、このデバイスによって達成される制御動作を中心として説明する。

【0047】本実施形態において、図4に示す制御回路は、駆動周波数fdが略100kHzの共振周波数で、且つ $\lambda/2$ モードで、ローゼン型の積層型圧電トランス1を駆動する。また、駆動回路7は、第1の実施形態と同様にスイッチング素子7a、7bが交互にスイッチング動作を行なうハーフブリッジ型の駆動回路である。

【0048】係る本実施形態の制御回路において、上述した「発明が解決しようとする課題」にて説明した電源電圧Vdの変動に応じた電圧制御発振回路11による発振信号のデューティ比調整に起因して、圧電トランス1の入力電圧Viに歪みが生じた場合、その歪みに応じて出力電圧Voにも波形歪みが発生し、その出力電圧Vo

の高周波成分として重畳している波形歪みは、上述した第2の実施形態の場合とは異なり、図6に示す従来技術と同様に、検出用抵抗3によって検出されてしまう。しかしながら、本実施形態では、図5に示すようにL P F 14が設けられており、検出用抵抗3によって検出された電圧にL P F 14が施されることにより、その検出電圧に含まれる歪み成分（高調波成分）は除去される。

【0049】従って、整流回路4は、係る歪み成分を含まない電圧を整流することができるので、誤差増幅器5では、出力電流（負荷電流）の大きさを表す負荷電流検出電圧 V_{ri} として当該検出電圧の基本波成分と、基準電圧 V_{ref1} とを比較することができる。

【0050】即ち、図5に示す制御回路は、圧電トランス1の入力電圧 V_i に歪みが生じた場合には、その波形歪みの影響を受けた出力電圧 V_o の影響を、検出用抵抗3に生じる検出電圧に受けるものの、係る検出電圧に生じる波形の歪みは、LPF14において除去されるため、入力電圧 V_i に波形歪みが生じていない場合と略同様に、圧電トランス1の出力電圧 V_o の基本波成分に基づいて、冷陰極管2に流れる負荷電流を略一定（所定値）に保持する制御動作を継続することができる。

【0051】このように、上述した本実施形態によれば、直流電源電圧の変動に応じた発振信号のデューティ比調整に起因して、圧電トランスの入力電圧に波形歪みが生じた場合においても安定した昇圧動作を行なうことができる。

【００５２】尚、上述した各実施形態では、整流回路４が半波整流式の整流回路であるものとして説明したが、全波整流式の整流回路を適用した場合にも同様な効果を得ることができる。

【0053】

【発明の効果】以上説明した本発明によれば、直流電源電圧の変動に応じた発振信号のデューティ比調整に起因して、圧電トランスの入力電圧に波形歪みが生じた場合＊

*においても安定した昇圧動作を行なう圧電トランスの制御回路の提供が実現する。

【図面の簡単な説明】

【図１】第１の実施形態における圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

【図2】図1に示す圧電トランスの制御回路のうち、駆動回路7、コイルL1、並びにノッチフィルタ9の回路構成を抜粋した図である。

【図３】本実施形態におけるノッチフィルタ９の周波数特性を示す図である。

【図４】第２の実施形態における圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

【図5】第3の実施形態における圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

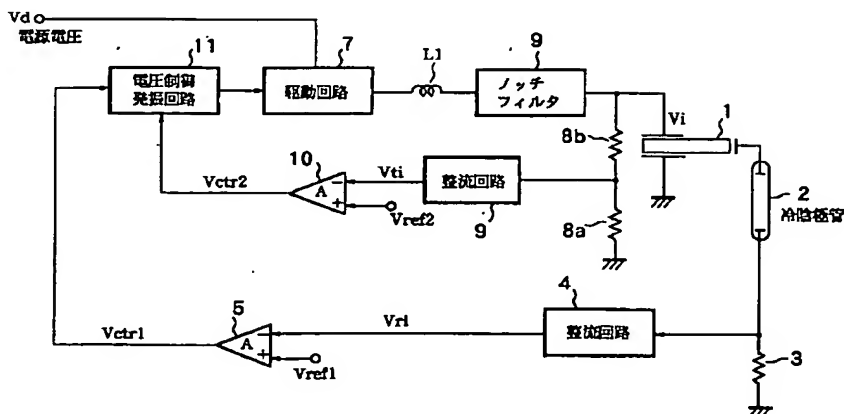
【図6】本願出願人が先に提案している圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

【図 7】図 6 に示す制御回路におけるハーフブリッジ型の駆動回路 7 のスイッチング動作と、電源電圧 V_d の変動に応じた発振信号のデューティ比調整に起因して波形歪みが生じた圧電トランス 1 の入力電圧 V_i 及び出力電圧 V_o とを示す図である。

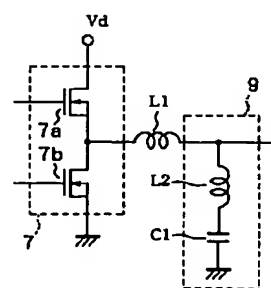
【符号の説明】

- 1 : 圧電トランス,
- 2 : 冷陰極管,
- 3 : 検出用抵抗,
- 4 , 9 : 整流回路,
- 5 , 10 : 誤差増幅回路,
- 7 : 駆動回路,
- 7 a , 7 b : スイッチング素子,
- 8 a , 8 b : 駆動電圧検出抵抗,
- 11 : 電圧制御発振回路,
- 12 : ノッチフィルタ,
- 13 : コンデンサ,
- 14 : L P F (ローパスフィルタ),

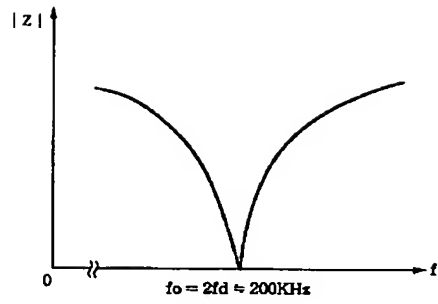
【圖 1】



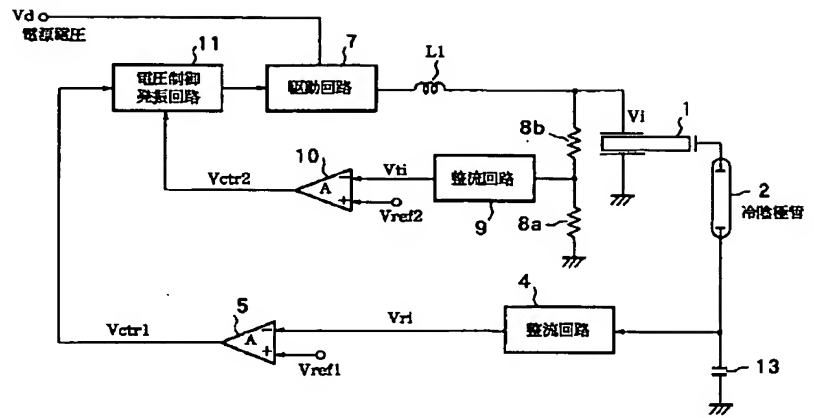
【図2】



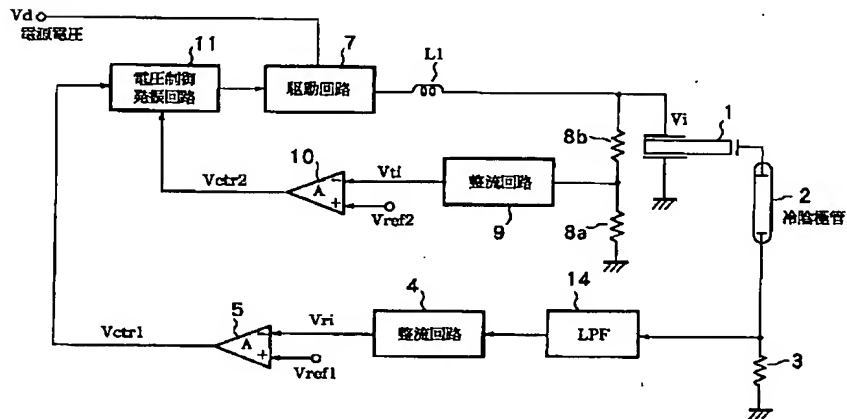
【図3】



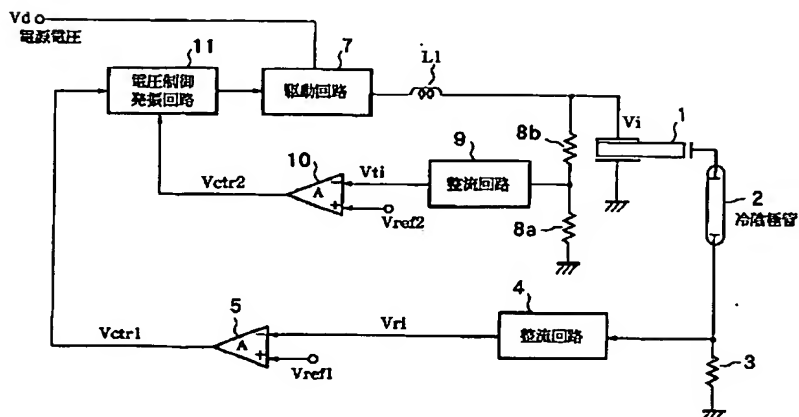
【図4】



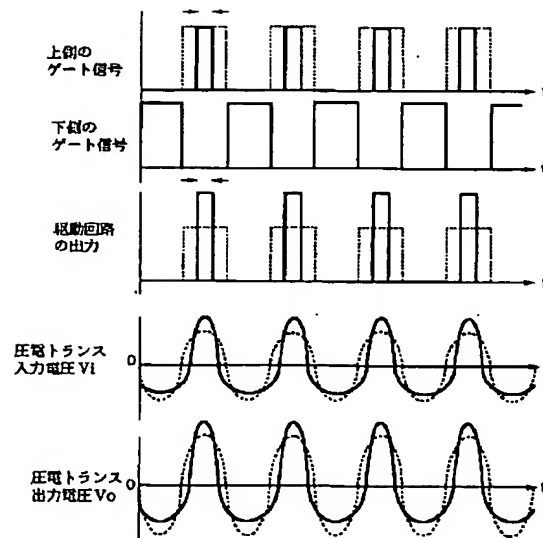
【図5】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.⁷
H 0 5 B 41/24

識別記号

F I
H 0 1 L 41/08

テーマコード(参考)
A

F ターム(参考) 3K072 AA01 AC02 AC11 BA03 BC07
CB08 CB10 FA05 GA02 GB12
HA04 HA10 HB03
5H007 AA02 BB03 CB09 DA03 DA06
DB01 DC02 DC05 EA13